



Méthode systématique de réglage de filtres planaires hyperfréquences à base de stubs

Carles Musoll, Cédric Quendo, Jean-François Favennec, Eric Rius, Benjamin Potelon

► To cite this version:

Carles Musoll, Cédric Quendo, Jean-François Favennec, Eric Rius, Benjamin Potelon. Méthode systématique de réglage de filtres planaires hyperfréquences à base de stubs. 17èmes Journées Nationales Microondes, May 2011, Brest, France. pp.4F-6. hal-00669485

HAL Id: hal-00669485

<https://hal.science/hal-00669485>

Submitted on 13 Feb 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Méthode systématique de réglage de filtres planaires hyperfréquences à base de stubs

Carles Musoll¹², Cédric Quendo¹², Jean-François Favennec¹², Eric Rius¹², Benjamin Potelon¹²

¹Université Européenne de Bretagne, France

²Université de Brest; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, 6 avenue Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest cedex3

Résumé

Ce papier présente une méthode systématique de réglage d'un filtre à stubs à large bande passante. Il s'agit de réduire l'erreur entre la réponse qui est fournie par un simulateur électromagnétique et la réponse obtenue à partir de la matrice nodale, laquelle contient la modélisation des couplages et des discontinuités. Une méthode hybride, basée sur un algorithme génétique et les méthodes Trust-Region sera utilisé plus tard. Dans ce contexte, nous proposons l'optimisation d'un filtre d'ordre 2 avec un fort couplage et d'un filtre d'ordre 3 afin de valider les modélisations présentées, tout en utilisant une technologie triplaque sur un substrat d'alumine.

1. Introduction

Les concepteurs de filtres planaires hyperfréquence ont de plus en plus recours à des topologies originales et complexes pour lesquelles le temps de réglage devient un problème central. Ce réglage se fait généralement à partir d'un logiciel de simulation électromagnétique, ce qui induit des temps de calcul rapidement prohibitifs. Cette étape de réglage est pour l'instant inévitable et constitue un frein à la mise en œuvre de topologies performantes réellement originales.

Cet article propose d'automatiser cette phase en hybridant les méthodes de représentation de couplage/théorie des lignes avec les méthodes d'optimisation algorithmique/méthodes déterministes. L'objectif est d'obtenir une méthode valable sur une large bande de fréquence.

2. Analyse matricielle du filtre à stubs

Considérons le filtre à stubs d'ordre 2 de la Figure 1 constitué par des inverseurs d'admittance et les admittances ramenées en entrée des résonateurs. Afin de déterminer la matrice nodale, nous avons besoin de connaître les courants d'entrée et de sortie des inverseurs d'admittance.

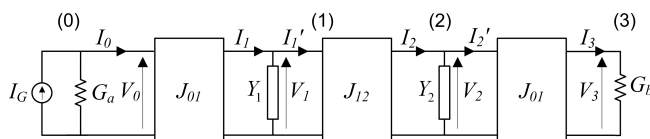


Figure 1. Filtre à stubs d'ordre 2

Les caractéristiques des inverseurs d'admittance dépendants de la fréquence sont l'admittance propre $J_{n,n+1}$ ainsi que sa longueur électrique:

$$\theta_{n,n+1} = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \quad (1)$$

La matrice nodale est présentée dans (2).

$$\begin{pmatrix} I_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_a - jJ_{01p} & jJ_{01s} & 0 & 0 \\ jJ_{01s} & Y_1 - j(J_{01p} + J_{12p}) & jJ_{12s} & 0 \\ 0 & 0 & jJ_{12s} & Y_1 - j(J_{12p} + J_{01p}) \\ 0 & 0 & 0 & jJ_{01s} & G_a - jJ_{01p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Où:

$$J_{n,n+1s} = \frac{J_{n,n+1}}{\sin \theta_{n,n+1}} \quad J_{n,n+1p} = J_{n,n+1} \cot \theta_{n,n+1} \quad (3)$$

Le circuit équivalent en π pour deux lignes couplées symétriques [1] est utilisé pour modéliser les couplages entre résonateurs adjacents.

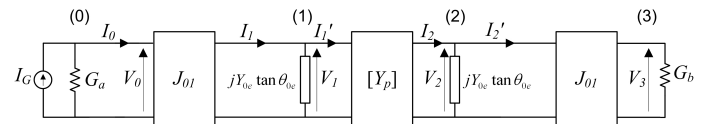


Figure 2. Filtre à stubs d'ordre 2

Les éléments de la matrice d'admittances Y_p sont présentés dans (4). Y_{0e} , θ_{0e} et Y_{0o} , θ_{0o} sont les admittances et les longueurs électriques en mode pair et en mode impair, respectivement.

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{j}{2} (Y_{0o} \tan \theta_{0o} - Y_{0e} \tan \theta_{0e}) - jJ_{12} \cot \theta_{12}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -\frac{j}{2} (Y_{0o} \tan \theta_{0o} - Y_{0e} \tan \theta_{0e}) + jJ_{12} \csc \theta_{12} \quad (4)$$

Le cas de deux lignes couplées présentés dans [1] est limité au cas où un seul couplage existe entre deux lignes. Il n'existe pas, pour ce modèle, de généralisation à N lignes couplées. Aussi, nous proposons des modélisations pour les couplages pour N lignes couplées et des modélisations pour les discontinuités existantes dans les filtres à stubs.

3. Modélisation

3.a. Modélisation des couplages

La difficulté de la modélisation de N lignes couplées réside dans la prise en considération des couplages entre lignes non-adjacentes. Dans [5], les auteurs proposent

une solution prenant en compte ces couplages dans le cas de trois lignes couplées, mais la généralisation à N lignes est difficilement envisageable.

En revanche dans [6], l'auteur affirme que ces couplages ne sont pas significatifs, et que dans beaucoup de cas pratiques, ces couplages entre lignes non adjacentes sont négligeables devant les couplages entre lignes adjacentes [8]-[9].

Prenons l'exemple de trois lignes couplées présentant des impédances caractéristiques différentes.

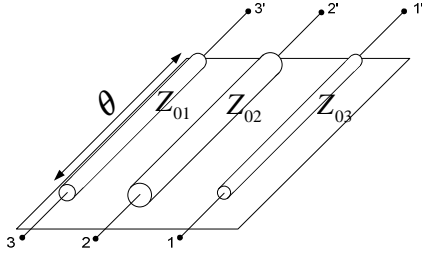


Figure 3. Trois lignes couplées

En appliquant le modèle de [6] on obtient un circuit équivalent (Figure 4) qui modélise trois lignes couplées ayant la même impédance caractéristique.

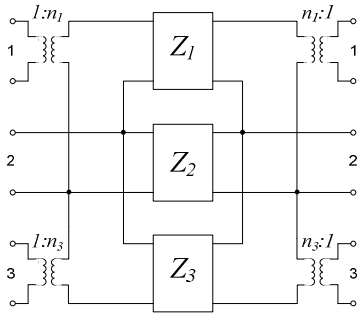


Figure 4. Circuit équivalent de trois lignes couplées

Les quadripôles sont des matrices chaînes de longueur θ dont les impédances caractéristiques sont exprimées en (5). Ces expressions donnent également les valeurs de n_1 et n_3 , rapport des transformateurs qui permettent de restaurer les niveaux d'impédances. Toutes ces expressions-là sont exprimées par rapport aux capacités propres et mutuelles des lignes couplées telles qu'illustrées dans la Figure 5.

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{C_{11} + C_{12}}{vC_{12}^2} & n_1 &= 1 + \frac{C_{11}}{C_{12}} \\ Z_3 &= \frac{C_{33} + C_{23}}{vC_{23}^2} & n_3 &= 1 + \frac{C_{33}}{C_{23}} \\ Z_2 &= \frac{1}{v \left(C_{22} + \frac{C_{11}C_{12}}{C_{11} + C_{12}} + \frac{C_{33}C_{23}}{C_{33} + C_{23}} \right)} \end{aligned} \quad (5)$$

Où v est la vitesse de phase dans le milieu de propagation.

Etant donné qu'il s'agit de trois lignes présentant des impédances caractéristiques différentes, les capacités propres et mutuelles seront différentes. Comme nous ne considérons pas les couplages entre les

lignes non-adjacentes, seuls les couplages entre les lignes adjacentes sont pris en compte.

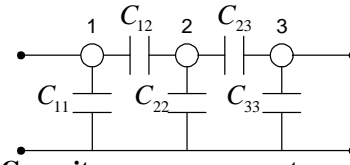


Figure 5. Capacités propres et mutuelles des lignes couplées

Nous considérerons d'une part le couplage entre les lignes 1 et 2, et d'autre part le couplage entre les lignes 2 et 3. Pour chaque cas, il s'agit de lignes couplées asymétriques. Les relations entre les impédances et les capacités sont présentées en [7]. Ainsi, les valeurs des capacités propres et mutuelles en fonction des impédances en mode C et π , équivalentes aux modes pair et impair, Z_{0e} et Z_{0o} , dans le cas symétrique, sont :

$$\begin{aligned} C_{11} &= \frac{2Z_{0o2}}{vH_1} & C_{33} &= \frac{2Z_{0o2}}{vH_2} \\ C_{22}^a &= \frac{2Z_{0o1}}{vH_1} & C_{22}^b &= \frac{2Z_{0o3}}{vH_2} \\ C_{12} &= \frac{Z_{0e1} - Z_{0o1}}{vH_1} = \frac{Z_{0e2} - Z_{0o2}}{vH_1} & C_{23} &= \frac{Z_{0e2} - Z_{0o2}}{vH_2} = \frac{Z_{0e3} - Z_{0o3}}{vH_2} \\ H_1 &= Z_{0e1}Z_{0o2} + Z_{0e2}Z_{0o1} & H_2 &= Z_{0e3}Z_{0o2} + Z_{0e2}Z_{0o3} \end{aligned} \quad (6)$$

La ligne centrale peut avoir deux impédances différentes à cause de l'obtention de deux capacités propres, C_{22}^a et C_{22}^b . La contribution à la valeur totale de C_{22} dépend du niveau de couplage de chaque côté. On prend deux variables α et β afin de pouvoir la pondérer. Ces valeurs seront utilisées ultérieurement lors de l'optimisation.

$$C_{22} = \alpha C_{22}^a + \beta C_{22}^b \quad (7)$$

3.b. Modélisation des discontinuités

Dans cette partie, nous expliquons comment nous modélisons les discontinuités du point de vue de leur comportement fréquentiel.

Dans un filtre à stubs on peut différencier trois types de discontinuités: la jonction en T, le coude, et l'effet de bout. Pour cette dernière, un rallongement de ligne est suffisant pour la modéliser. Les deux autres sont plus complexes à prendre en compte.

Afin de prendre en compte les effets électromagnétiques réels des jonctions en T et des coudes, nous ajoutons des lignes à chacun des ports. La longueur de ces lignes doit être suffisante pour que le mode de propagation soit bien établi.

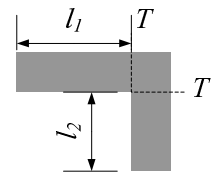


Figure 6. Représentation d'un coude

Dans le cas du coude, on prend deux lignes l_1 et l_2 , et un quadripôle qui va modéliser la partie comprise entre T et T' . Le quadripôle est réciproque, ainsi, la matrice des paramètres S prend la forme :

$$[S] = \begin{bmatrix} a \cdot e^{j\phi_{11}} & b \cdot e^{j\phi_{12}} \\ b \cdot e^{j\phi_{12}} & a \cdot e^{j\phi_{22}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Où les coefficients a et b possèdent une dépendance fréquentielle décrite en (9).

$$\begin{aligned} a &= a_{c1} \cdot \text{freq}(\text{GHz}) + b_{c1} \\ b &= a_{c2} \cdot \text{freq}(\text{GHz}) + b_{c2} \end{aligned} \quad (9)$$

Les deux arguments ϕ_{11} , ϕ_{22} dépendent du choix des plans de référence. Onze paramètres sont donc nécessaires pour réaliser la modélisation d'un coude, dont 4 sont les impédances et longueurs des deux lignes.

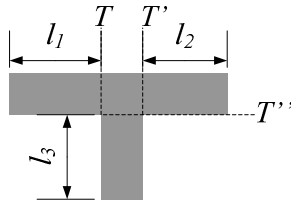


Figure 7. Représentation d'une jonction en T

Les jonctions en T sont modélisées quasiment comme les coudes. Il existe une dépendance en fréquence dans les coefficients des paramètres S de l'hexapôle qui modélise la jonction $T-T'-T''$. Il faut également tenir compte des trois paramètres correspondants au choix des plans de référence (ϕ_{11} , ϕ_{22} et ϕ_{33}). L'hexapôle est défini en (10).

$$[S] = \begin{bmatrix} a_{11} \cdot e^{j\phi_{11}} & a_{12} & a_{13} \\ a_{12} & a_{22} \cdot e^{j\phi_{22}} & a_{23} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} \cdot e^{j\phi_{33}} \end{bmatrix}$$

$$a_{ij} = a_{tij} \cdot \text{freq}(\text{GHz}) + b_{tij} \quad i, j = 1, 2, 3 \quad (10)$$

Par conséquent, pour la modélisation électromagnétique d'une jonction en T, 21 variables sont nécessaires, dont 15 appartiennent aux paramètres S , et les 6 qui restent correspondent aux impédances et longueurs des trois lignes.

4. Optimisation des filtres

Deux filtres ont été optimisés afin de valider les modélisations proposées (lignes couplées et discontinuités). Le premier, présenté sur la Figure 8, est un filtre d'ordre 2 avec un couplage forcé à partir des deux tiers de sa longueur. L'optimisation a été réalisée par la méthode du gradient, donc, le point de départ qui sera utilisé devra être proche de la valeur finale. Les valeurs physiques, *i.e.* impédances caractéristiques et longueurs des lignes avant et après optimisation, sont consignées dans le Tableau 1 et les réponses électriques sont présentées à la Figure 9.

Un filtre d'ordre 3 symétrique a également été optimisé. Pour ce faire, nous avons utilisé la modélisation des trois lignes couplées présentée en 3.a,

pour les couplages entre les lignes. Le masque du filtre est présenté à la Figure 10 et les réponses électromagnétiques d'origine et optimisées sont visibles à la Figure 11.

Paramètres	Point de départ	Après optimisation
$Z_{\text{entrée}}$	50 Ω	51,28 Ω
$Z_{\text{inverseur}}$	47 Ω	47,85 Ω
$Z_{\text{lignes non couplées}}$	37 Ω	36,79 Ω
Z_{0e}	41 Ω	40,85 Ω
Z_{0o}	31 Ω	33,87 Ω
$l_{\text{entrée}}$	5 mm	5,65 mm
$l_{\text{inverseur}}$	5 mm	6,19 mm
$l_{\text{lignes non couplées}}$	3 mm	4,48 mm
$l_{\text{lignes couplées}}$	6 mm	6,25 mm

Tableau 1. Résultats avant et après optimisation (pour un substrat de $\epsilon_r = 1$)

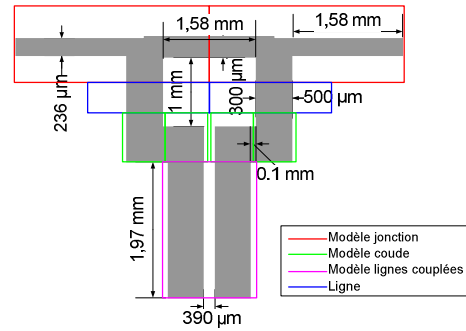


Figure 8. Filtre d'ordre 2

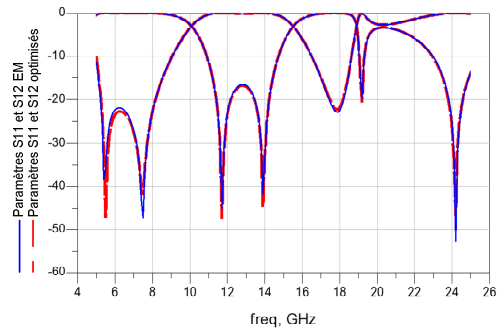


Figure 9. Comparaison entre la réponse électromagnétique et la réponse modélisée

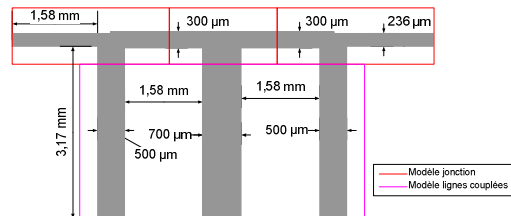


Figure 10. Filtre d'ordre 3

Il reste donc, à récupérer les valeurs d'une manière systématique à partir de la synthèse du filtre à stubs [3]. Pour cela, nous proposons d'utiliser des méthodes d'optimisation de type hybride.

5. Les méthodes hybrides d'optimisation

Les algorithmes hybrides combinent l'efficacité des méthodes de recherche locale (méthodes déterministes) avec la fiabilité et la robustesse des méthodes globales, telles que les algorithmes génétiques [2] par exemple.

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation stochastique fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique, ceux-ci ont été développés, entre autres, par John Holland [4].

Le but d'hybrider les algorithmes génétiques avec les méthodes déterministes est d'arriver à trouver le minimum global. L'idée est de combiner les avantages d'exploration des algorithmes génétiques pour obtenir les points initiaux et les méthodes déterministes pour l'exploitation des résultats obtenus lors de cette première phase.

La fonction de performance pour l'algorithme génétique est quantifiée grâce à (11).

$$f(x) = \sum_{i=1}^N (F_i(x) - S_i)^2 \quad (11)$$

La fonction $F_i(x)$ fournit les paramètres S à partir des valeurs du vecteur d'optimisation x . S_i sont les paramètres S apportés par le simulateur de circuits où N est le nombre de points. La norme du résidu est définie comme:

$$\mathcal{E} = \|F(x_{\min}) - S\|_2^2 \quad (12)$$

où x_{\min} est l'ensemble de valeurs des différents paramètres du vecteur d'optimisation qui font que l'erreur est en dessous d'une valeur prédéterminée.

Pour comparer les performances des méthodes hybrides par rapport aux méthodes déterministes, une optimisation des valeurs des inverseurs d'un filtre d'ordre 6 idéal et symétrique avec un couplage entre les résonateurs 1 et 6 a été effectuée. Pour cela, on a utilisé la matrice nodale présentée dans la section 2. Le point de départ a été volontairement choisi loin du minimum global.

Paramètres	Valeurs du modèle	Méthode hybride	Méthode déterministe
J_{12}	0,9588	0,9587	0,5885
J_{23}	0,8247	0,8245	0,0182
J_{34}	0,7763	0,7761	0,2976
J_{16}	-0,05	-0,0501	-0,7102
	Norme du résidu	0,0095	463,455

Tableau 2. Comparaison des méthodes

Cette méthode semble donc appropriée pour trouver les valeurs des couplages forcés entre les stubs, couplages qui ne sont pas pris en compte dans la synthèse du filtre à stubs [3].

6. Conclusion

Un modèle pour les filtres à stubs a été présenté. La modélisation de toutes les discontinuités et couplages qui peuvent intervenir, i.e. des coudes, des jonctions et de N lignes couplées, nous permet d'imaginer intervenir sur de

nombreux cas de façon systématique et optimisée, et ce, sur une large bande de fréquence.

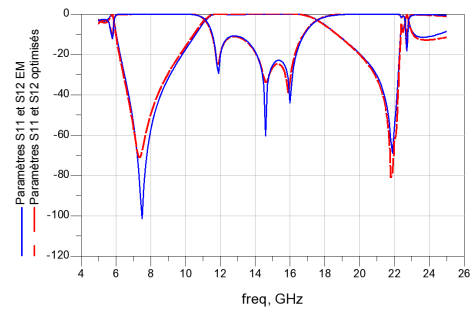


Figure 11. Comparaison entre la réponse électromagnétique et la réponse modélisée

Les résultats présentés dans notre article valident nos modélisations comme le démontrent les cas d'ordre 2 et d'ordre 3 présentés. Une étape cruciale reste cependant à réaliser : l'intégration des modélisations dans la matrice nodale dans un premier temps, puis, ultérieurement, l'optimisation en utilisant une méthode hybride d'optimisation basée sur un algorithme génétique et un algorithme déterministe. Ceci devrait nous permettre d'obtenir directement les dimensions physiques du filtre qui correspondent à la réponse électromagnétique directement à partir d'une synthèse [3].

7. Bibliographie

- [1] R. Levy, "Synthesis of Inhomogeneous Distributed Networks", 14th European Microwave Conference, 1984, pp. 382-386.
- [2] G.L. Nicholson and M.J. Lancaster, "Coupling matrix synthesis of cross-coupled microwave filters using a hybrid optimisation algorithm", Microwave, Antennas & Propagation, IET, Vol. 3, n° 6, 2009, pp. 950-958.
- [3] G.L. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", Artech House, 1980.
- [4] J.H. Holland, "Adaptation in Natural and Artificial Systems", MIT Press, 1975.
- [5] S.Yamamoto, T. Azakami and K. Itakura; "Coupled Strip Transmission Line With Three Center Conductors", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-14, n° 10, pp. 446-461, October 1966.
- [6] R.J. Wenzel; "Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Structures", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-13, n° 5, pp. 559-575, September 1965.
- [7] G.L. Matthaei, "Interdigital band-pass filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-10, pp.479-491, November 1962.
- [8] J.T. Bolljahn and G.L. Matthaei; "A study of the phase and filter properties of arrays of parallel conductors between ground planes", Proc. IRE, vol. 50, pp. 299-311, March 1962.
- [9] G. Boudouris et P. Chenevier, "Circuits pour ondes guides, théorie, réalisations et applications", Bordas, 1975.